MOS-FETで真空管に挑戦する

ウィリアムソン型パワー・アンプの製作

山崎　浩

かつて，ウィリアムソン・アンプをコピー*し本誌1994年7月号で報告しました．無帰還時に100 Hz, 1 kHz, 10 kHzのひずみ率特性が揃い，最小ひずみ率が0.1%以下であることに，基本設計の優秀さを実感しました．欠点とされた20 dBの負帰還による電圧利得－周波数特性の両端に生ずるわずかな山(第1図)も，負帰還量を10 dbに減らせば消滅します．半導体素子で真空管を置き換える実験の一環として，ウィリアムソン・アンプの半導体化を試みました．

ウィリアムソン・アンプと称するには，各段の動作点すなわち素子の負荷線，そして段間カップリングの時定数を等しく選び，さらに20 dbの負帰還を掛けることが必要条件でしょう．しかし，真空管を半導体で置き換えて，これらの条件を満たすことは不可能です．真空管と半導体素子では，入力容量と順伝達コンダクタンスが2桁も違うので，動作点を揃えると遮断周波数が，各段の時定数を揃えると動作点が等しくなりません．

*使用した出力トランスがウィリアムソン巻きでないことなど，完全なコピーではありません．

増幅素子の比較

真空管とFET（SITおよびパワーMOS-FET）は共に多数キャリア素子**で，動作原理が似ています．オリジナルの出力段KT 66は5極管ですが3結です．よって，半導体化には3極管特性を示すSIT（静電誘導形トランジスタ）が適しています．しかし，残念ながらSITは製造中止になったようで，入手難です．やむを得ず，5極管特性ではあるものの，安価なパワーMOS-FETを用いました．

KT 66とパワーMOS-FET　2

〈第1表〉データシートに表示される定格

	KT66(3結)	2SK962	^{cf}BUZ 357	単位
耐圧	550	900	1000	V
許容電力損失	30(プレート) 4.5(第2グリッド)	150	125	W
順伝達コンダクタンス	5.5(63mA)	500(100mA) 9*(ソース抵抗100Ω)	500(100mA)	mS
入力容量	13 *	1400	3900	pF
出力容量	12.2 *	200	180	pF
オン抵抗	1.68K (63mA)	1.48	1.7	Ω
出力抵抗	1.5K * (250V, 60mA)	数10K以上	数10K以上	Ω

*実測

〈第1図〉 ウィリアムソン・アンプ (コピー) の電圧利得―周波数特性 〈本誌 1994年7月号 p.40 より引用〉

SK 962の主要パラメータを**第1表**に比較します．真空管の耐圧は動作点を，パワー MOS-FET では印加し得る最大電圧を表示するので，データシートの数値を直接比較することはできません．

HiFi アンプを設計する上で，最も重要なパラメータはリニアリティです．リニアリティが良いとは，電流が変化しても順伝達コンダクタンス gm(＝gfs)が一定であることを意味します．概略，gm とリニアリティはトレードオフの関係にあります．(パワー MOS-FET を含む) トランジスタの桁違いに大きい gm はリニアリティを犠牲にした結果だから，リニアリティが真空管より劣るのは当然です．パワー MOS-FET のソース端子に大きい抵抗を付加して gm を犠牲にすれば，真空管に優るリニアリティが得られます．

** このアンプにパワー MOS-FET を使用する理由です．ただし，少数キャリア素子の BJT (Bi Junction Transistor) や IGBT (Insulated Gate Bi-polar Transistor) がオーディオ用増幅素子として劣ると主張しているのではありません．

出力段の構成

第2図に半導体式ウィリアムソン・アンプ増幅部を，**第3図**にオリジナルと半導体式の出力段を比較して示します．KT 66の伝達特性はデプリーション形ですが，2 SK 962 はエンハンスメント形なので，ゲートバイアスをプラスにする必要があります．いずれもセルフバイアスですが，KT 66 カソード側の可変抵抗器 100 Ω は固定抵抗に置き換えました (信号ラインから可変抵抗器の接点を除去するため)．個々の2 SK 962 ソースに付加した 100 Ω の電流帰還によって，gfs は2桁小さく(≒10 mS) なります．100 Ω をソースに付加した2 SK 962 および3結 KT 66 の出力特性を**第4図**に示します．2 SK 962 に限らず，50 W 以上のパワ

〈第2図〉 半導体式ウィリアムソン・アンプの増幅部

〈第8図〉電源回路 ISO MX-280

12 W です．最小ひずみ率は無帰還時，負帰還時でそれぞれ 0.046%，0.008% です．オリジナル・コピーと比べ，10 kHz のひずみ率が若干劣るものの，100 Hz は同等，1 kHz では優れています．

第11図に出力インピーダンス特性を示します．無帰還時は 10 kHz で 40 Ω，10 kHz 以下では 100 Ω 以上と定電流アンプ並です．KT 66 オリジナル・コピーの無帰還時は 3～4 Ω で安定しています．3 結 KT 66 とパワー MOS-FET の出力特性が無帰還時には明確な差として表れました．負帰還時は 5 Hz～100 kHz でほぼ 1 Ω で，オリジナル・コピーの 0.6 Ω と比べて若干大きめです．

試聴と反省

私個人としては増幅段が 3 と多いウィリアムソン・アンプは好みではありません．回路図では表現できない寄生要素が複雑に影響し，負帰還すると不安定になりやすいからです．

特性だけで判断すれば，KT 66 によるオリジナル・コピーとパワー MOSFET による半導体式は誤差の範囲で同等でしょう（半導体化の目的は達成したと思います）．実際に試聴すると，周波数特性が伸びて，低音から高音まで迫力があります．調子に乗って出力を上げると異音を発するので，オシロスコープで観察した結果，出力トランスが飽和することを確認しました．オリジナルのウィリアムソン・アンプには，大形コアのトランスが使用されていたことに，納得しました．

先に製作した KT 66 ウィリアムソン・アンプのコピー（1994 年 7 月号）および私のリファレンスである武末氏設計 801 A 並列シングルのコピー（1996 年 2 月号）とによる比較試聴結果は以下の通りです．

ソースは日本オーディオ協会製作の CD「IMPACT-2」，スピーカは概略指定箱入りのロイーネ DV 160 を用いました．ただし，モノラルです．

2 台のウィリアムソン・アンプの音色の違いは判別できませんでした．801 A シングルの低域が力強く感じられたのは，出力インピーダンスが大きいためと思われます．しかし，瞬時切り換え時，辛うじて判別できる微々たる違いです．

本誌 1994 年 7 月号にウィリアムソン・アンプのコピーを執筆した当時，拙稿に対し武末氏から「ウィリアムソン氏の設計不備を指摘せずに感心するとは何事だ」と電話で一喝されました．結局「一時，ウィリアムソン・アンプに熱中するのははしかみたいなもの．良く勉強しなさい．私も熱中した時期がありました」と励まされました．今回の実験に対し，武末氏の御意見を伺えないことは残念です．

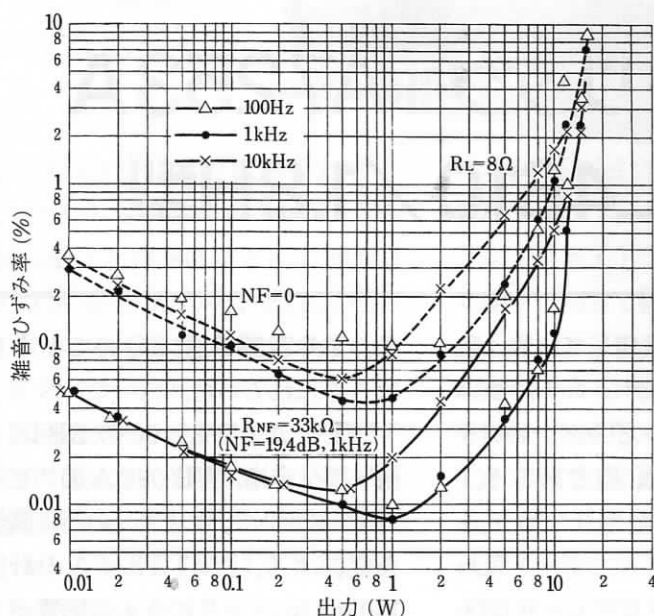
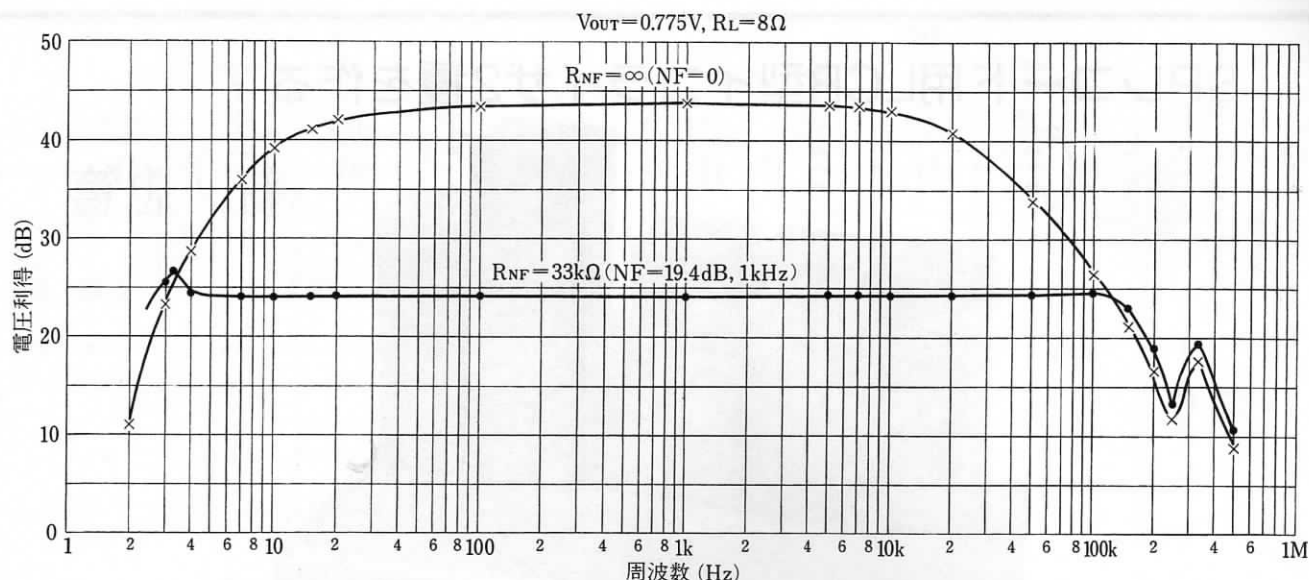
［コラム］

負帰還量を増やしただけで低く示されるひずみ率の表現に疑問を感じます．そこで，負帰還量に影響されないひずみ率の絶対評価指数を提案します．トランジスタにおける入力換算ノイズに似せて，最少歪率（%）を電圧利得（dB）で割った値を入力換算歪率と定義します．ひずみ率の % は dB で表示できるから，入力換算ひずみ率も dB 表示します．入力換算ひずみ率が小さいほど優れていることを意味します．たとえば，

●アルミ・パイプの中に MOS-FET を組込む

↑〈第9図〉電圧利得対周波数特性

〈第10図〉ひずみ率特性

→

●アンプによる音の違いを比較

	半導体式ウィリアムソン	KT 66ウィリアムソン	801 Aシングル
電圧利得	24.4 dB	19.0 dB	28.1 dB
負帰還量	—19.4 dB	—16.6 dB	0 dB
出力インピーダンス	1 Ω	0.6 Ω	4 Ω
ピアノ	帯域広い	同左	低域力強く，華やか
ドラムセット	はぎれ良い	同左	低域力強い
フルート	生々しい	同左	同左
トランペット	輝かしい	同左	同左
弦	自然	同左	同左
女性ボーカル	自然	同左	華やか

a）最少ひずみ率１％，電圧利得 40 dB の入力換算ひずみ率は－40 dB－40 dB＝－80 dB

b）最少ひずみ率 0.1%，電圧利得 20 dB の入力換算ひずみ率は－60 dB－20 dB＝－80 dB

c）最少ひずみ率 0.01%，電圧利得 0 dB の入力換算ひずみ率は－80 dB－0 dB＝－80 dB

のように計算します．こうすれば，a, b, c の各アンプの入力換算ひずみ率は同じだから，アンプとしての出来栄えは同等です．参考までに，半導体式ウィリアムソン・アンプの入力換算ひずみ率は無帰還時に－111.8 dB，負帰還時は－106.3 dB と計算されます．同じアンプにもかかわらず負帰還の有無で値が異なるのは，絶対評価の指数としては改良の余地があります．

〈第11図〉出力インピーダンス特性